



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 2 4 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 8 0 3 1 2
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 8 0 3 1 2]

出 願 人 株 式 会 社 デ ン ソ ー
Applicant(s):

2 0 0 3 年 9 月 1 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 N030009

【提出日】 平成15年 3月24日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03K 4/00

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

【氏名】 子安 貴久

【特許出願人】

【識別番号】 000004260

【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

【識別番号】 100071135

【住所又は居所】 名古屋市中区栄四丁目 6 番 1 5 号 名古屋あおば生命ビル

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 強

【電話番号】 052-251-2707

【選任した代理人】

【識別番号】 100119769

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 清

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008925

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9200169

【包括委任状番号】 0217337

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 台形波信号生成回路および非同期式シリアル通信の送信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一端子が第 1 の電源線に接続され、他端子から台形波信号が取り出されるコンデンサと、

第 2 の電源線と前記コンデンサの他端子との間に設けられ、前記コンデンサに対し充電電流を流す第 1 の電流出力回路と、

波形制御信号が第 1 のレベルにある場合に前記コンデンサから前記充電電流の 2 倍の大きさの放電電流を流し出し、前記波形制御信号が第 2 のレベルにある場合に電流出力停止状態となる第 2 の電流出力回路と、

前記第 1 の電源線を基準として複数のしきい値電圧を生成する第 1 のしきい値電圧生成回路と、


前記第 2 の電源線を基準として複数のしきい値電圧を生成する第 2 のしきい値電圧生成回路と、

前記コンデンサの端子間電圧と前記複数のしきい値電圧との比較に基づいて、前記端子間電圧と前記第 1 または第 2 の電源線との電圧差が小さいほど前記充放電電流が小さくなるように前記第 1、第 2 の電流出力回路を制御する電流制御回路とを備えて構成されていることを特徴とする台形波信号生成回路。

【請求項 2】 前記電流制御回路は、前記端子間電圧が何れかのしきい値電圧を超えるごとに、一定の基準電流を単位として前記充放電電流を増減するように制御することを特徴とする請求項 1 記載の台形波信号生成回路。

【請求項 3】 前記第 1 のしきい値電圧生成回路が生成するしきい値電圧と前記第 2 のしきい値電圧生成回路が生成するしきい値電圧とは、前記第 1 の電源線と前記第 2 の電源線の中央電圧に対して対称な電圧となるように設定されていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の台形波信号生成回路。

【請求項 4】 前記第 1、第 2 のしきい値電圧生成回路は、それぞれ前記第 1 の電源線と前記第 2 の電源線との間に直列に接続された複数のダイオードと定電流回路とから構成されていることを特徴とする請求項 1 ないし 3 の何れかに記載の台形波信号生成回路。



【請求項 5】 前記第 1 のしきい値電圧生成回路は、前記第 1 の電源線の電位を基準として互いに $p-n$ 接合の順方向電圧 V_F だけ異なる 3 つのしきい値電圧を生成し、前記第 2 のしきい値電圧生成回路は、前記第 2 の電源線の電位を基準として互いに前記電圧 V_F だけ異なる 3 つのしきい値電圧を生成するように構成されていることを特徴とする請求項 4 記載の台形波信号生成回路。

【請求項 6】 波形制御信号として 2 値レベルからなる送信データを入力する請求項 1 ないし 5 の何れかに記載の台形波信号生成回路と、

この台形波信号生成回路から出力される台形波信号を通信線を通して送信するドライバ回路とから構成されていることを特徴とする非同期式シリアル通信の送信装置。

【請求項 7】 $LI N$ (Local Interconnect Network) に基づく車両用ネットワークにおいて用いられることを特徴とする請求項 6 記載の非同期式シリアル通信の送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、コンデンサへの充放電電流を制御することによって台形波信号を生成する台形波信号生成回路および当該台形波信号生成回路を用いた非同期式シリアル通信の送信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

特許文献 1 の図 1 には、2 つの定電流回路とコンデンサとを備え、コンデンサと直列に接続された定電流回路によりコンデンサを充電し、コンデンサと並列に接続された定電流回路によりコンデンサを放電する構成を備えた充放電回路が開示されている。この充放電回路を用いると、台形波電圧を生成することができる。また、特許文献 2 には、 MOS トランジスタの特性を利用して、高周波成分が抑制された台形波信号を生成する台形波信号出力装置が示されている。

【0003】

【特許文献 1】

特開 2002-152015 号公報 (図 1)

【0004】

【特許文献 2】

特開平 9-261016 号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

図 10 は、特許文献 1 に開示された充放電回路を用いて構成した台形波電圧生成回路の電氣的構成の一例を示している。この台形波電圧生成回路 1 は、例えば非同同期式シリアル通信のドライバ回路の前段に用いられるもので、通信線での急峻な信号変化によるノイズの発生を抑制する機能を果たしている。

【0006】

トランジスタ T1 と T2 はカレントミラー回路 2 を構成しており、それぞれ定電流回路 3、4 と直列に接続されている。定電流回路 3 の出力電流 I_1 は、定電流回路 4 の出力電流 I_2 の 2 倍の電流値に設定されている。トランジスタ T1 にはスイッチ回路として動作するトランジスタ T3 が並列に接続されている。トランジスタ T3 は、送信データに対応した入力電圧 V_{in} によりオンオフするようになっている。また、トランジスタ T2 にはコンデンサ C1 が並列に接続されている。

【0007】

この構成において、入力電圧 V_{in} が L レベルから H レベルになると、トランジスタ T3 がオン、トランジスタ T1、T2 がオフとなり、コンデンサ C1 は定電流回路 4 の出力電流 I_2 によって充電される。これにより、出力電圧 V_o は一定の割合で上昇する。一方、入力電圧 V_{in} が H レベルから L レベルになると、トランジスタ T3 がオフ、トランジスタ T1、T2 がオンとなり、コンデンサ C1 は、トランジスタ T2 に流れる電流 I_1 と定電流回路 4 の出力電流 I_2 との差分電流 ($I_1 - I_2$) によって放電される。その結果、出力電圧 V_o は一定の割合で下降する。

【0008】

しかしながら、このようにして生成された台形波電圧であっても、入力電圧 V

inのレベル変化時における出力電圧 V_o の波形には多くの高周波成分が含まれているため、例えば車両用ネットワークにおいて用いられると、車両に搭載されたラジオに混入するノイズを十分に抑制することができない場合がある。

【0009】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その目的は、波形に含まれる高調波成分を極力低減できる台形波信号生成回路、および当該台形波信号生成回路を用いた非同期式シリアル通信の送信装置を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

請求項1に記載した手段によれば、波形制御信号が第1のレベルにある場合、コンデンサは、第2の電流出力回路が出力する放電電流と第1の電流出力回路が出力する充電電流との差電流（放電電流の $1/2$ の大きさあるいは充電電流の大きさに等しい）によって放電され、その放電電流の大きさに応じてコンデンサの端子間電圧が低下する。これに対し、波形制御信号が第2のレベルにある場合、コンデンサは、第1の電流出力回路が出力する充電電流によって充電され、その充電電流の大きさに応じてコンデンサの端子間電圧が上昇する。

【0011】

この場合、電流制御回路は、コンデンサの端子間電圧と複数設定されているしきい値電圧との比較に基づいて、端子間電圧と第1または第2の電源線との電圧差が小さいほど充放電電流が小さくなるように制御する。従って、波形制御信号のレベルが変化した場合、コンデンサの端子間電圧（台形波信号）の増減開始時点における電圧変化率は徐々に大きくなり、その後増減終了時点における電圧変化率は徐々に小さくなる。

【0012】

その結果、増減開始時点、増減終了時点にエッジ波形部分が生じる従来の台形波信号とは異なり、コンデンサの端子間電圧の変化率が急激に変化することがなくなり（つまり端子間電圧の2階微分値が小さくなり）、台形波信号に含まれている高調波成分を極力低減することができる。また、しきい値電圧は、第1の電源線と第2の電源線をそれぞれ基準として生成されるため、電源電圧が変動して

も常になめらかな変化波形を持つ台形波信号が得られる。

【0013】

請求項2に記載した手段によれば、電流制御回路は、端子間電圧が（複数存在するうちの）何れかのしきい値電圧を超えるごとに、一定の基準電流を単位として充放電電流を増減する。このような構成にすると、半導体集積回路装置として実現する際に同サイズのトランジスタを用いることができるので、高い電流精度を得やすいという利点がある。

【0014】

請求項3に記載した手段によれば、第1のしきい値電圧生成回路が生成するしきい値電圧と第2のしきい値電圧生成回路が生成するしきい値電圧が、第1の電源線と第2の電源線の中央電圧に対して対称な電圧とされている。これにより、台形波信号が上記中央電圧に対し高電位側と低電位側とで対称波形となり、波形歪を一層低減することができる。

【0015】

請求項4に記載した手段によれば、第1の電源線と第2の電源線との間に直列に接続された複数のダイオードの共通接続点の電圧がしきい値電圧となる。これらダイオードには一定電流が流れているため、電源電圧が変化しても、第1または第2の電源線を基準とするしきい値電圧の変動が抑えられる。また、例えば非同期式シリアル通信の送信装置において、ドライバ回路の出力端子と第1の電源線との間または前記出力端子と第2の電源線との間にダイオードまたはトランジスタのベース・エミッタ間が介在している構成の場合には、温度変化によって順方向電圧が変動した場合を含め、台形波信号生成回路とドライバ回路との電圧協調動作が図られる。

【0016】

請求項5に記載した手段によれば、第1の電源線の電位を基準として互いにpn接合の順方向電圧 V_F だけ異なる3つのしきい値電圧と、第2の電源線の電位を基準として互いに電圧 V_F だけ異なる3つのしきい値電圧とが設定されている。台形波信号の変化時の波形が正弦波に近似するほど高周波成分が低減すると考えられるが、計時手段を持たない台形波信号生成回路にあっては時間を基準にし

て正弦波に近づけることはできず、等間隔に配したしきい値電圧を基準に正弦波に近づけることが現実的な手段となる。発明者のシミュレーションによる評価により、電源電圧が8 Vの場合、上記6ポイントの近似により実用上問題のない程度にまで高周波成分が低減することが明らかとなった。

【0017】

請求項6に記載した手段によれば、ドライバ回路は、所定の規格に従って台形波信号とされた送信データを通信線を通して送信するので、ドライバ回路や通信線から出力されるノイズを低減できる。

【0018】

請求項7に記載した手段によれば、上記送信装置をLINに基づく車両用ネットワークで用いることにより、通信に伴ってラジオや他の制御機器に与えるノイズを低減することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を車両用ネットワークのトランシーバICに適用した一実施形態について図1ないし図9を参照しながら説明する。

図3は、トランシーバICのブロック構成図である。このトランシーバIC11は、車両（自動車）のドア、ミラー、ルーフ、シート、ワイパ、メータ、空調などボディ系の制御を行うためのECU(Electronic Control Unit)の内部に具備された基板上に搭載されるものである。図示しないが、この基板にはCPUを内蔵する制御用ICが搭載されている。ECUに搭載された当該トランシーバIC11は、他のECUに搭載されたトランシーバIC、車両内に設けられた通信線（後述するLINバス）とともに車両用ネットワークを構築している。

【0020】

車両の制御系において高速通信（～1Mbps）を必要とする部分では、通信プロトコルとしてCAN(Controller Area Network)が用いられているが、高速通信を必要としないボディ系部分ではLIN(Local Interconnect Network)が標準となりつつある。LINは、UART/SCIをベースにしており、低コストでシステムを構築できるという利点がある。ISO9141を拡張したシン

グルワイヤ方式、最大通信速度は 20 kbps、スルーレートは $1 \sim 3 \text{ V} / \mu \text{ s}$ で、シングルマスタのマスター・スレーブ方式である。

【0021】

さて、図3に示すように、トランシーバIC11は8つの端子12～19を備えており、このうち端子12からバッテリーの電源電圧VBを入力し、定電圧回路20において電源電圧Vccを生成するようになっている。トランシーバIC11内の各機能ブロック（後述する台形波電圧生成回路22およびドライバ回路23を除く）は、定電圧回路20から電源電圧Vccの供給を受けて動作するようになっている。また、電源電圧VBが所定電圧（例えば6V）以下に低下したことを検出して電源を遮断する低電圧遮断回路21を備えている。

【0022】

詳しくは後述する台形波電圧生成回路22（台形波信号生成回路に相当）は、端子13にイネーブル信号ENが与えられていることを条件として動作し、上記制御用ICから端子14に送られた送信データTXDに基づいて上述のスルーレートを持つ台形波状の信号（以下、台形波信号という）を生成するようになっている。台形波信号とするのは、ラジオノイズを低減するためである。

【0023】

ドライバ回路23は、台形波信号を端子16に繋がるLINバスに出力するので、最大で15のトランシーバICが接続された状態であってもLINバスを十分に駆動するだけの電流駆動能力を有している。このドライバ回路23には、過熱保護・過電流制限回路24が付加されている。台形波電圧生成回路22とドライバ回路23は、本発明でいう送信装置を構成している。一方、レシーバ回路25は、LINバスを通して送信されてきた非同期式シリアル通信データを受信し、その受信データRXDを端子17を介して制御用ICに出力するようになっている。

【0024】

以上の基本機能に加え、トランシーバIC11は、通常動作モードと低消費電力動作モード（スリープモード）との切り替えが可能となっている。ウェイクアップ回路26は、スリープモードにおいて外部スイッチなどから端子18に所定

の信号が入力されるとタイマ回路 27 を起動し、タイマ回路 27 がその信号入力状態で一定時間を計時するとスリープモードから通常動作モードに移行するようになっている。この時、ウェイクアップ信号出力回路 28 は、端子 19 を介して制御用 IC に対しウェイクアップ信号 WKUP を出力するようになっている。同様に、ウェイクアップ回路 29 は、スリープモードにおいて LIN バスのレベルが L レベルになるとタイマ回路 27 を起動し、ウェイクアップおよびウェイクアップ信号 WKUP の出力を行うようになっている。

【0025】

図 1 は、台形波電圧生成回路 22 の電氣的構成を示すもので、上記イネーブル信号 EN については省略している。電源線 30（第 2 の電源線に相当）と電源線 31（第 1 の電源線に相当）との間には、電源電圧 V_B が与えられている。台形波信号は、送信データ TXD のレベル（L または H）に応じて、コンデンサ C11 の端子間電圧 V_c （以下、電圧 V_c という）として生成されるようになっている。

【0026】

このコンデンサ C11 の一端子は電源線 31 に接続されており、他端子はエミッタとベースとが接続されたトランジスタ T11 およびトランジスタ T12 を介して電源線 30 に接続されている。トランジスタ T12 は、コンデンサ C11 に充電電流 I_a を流す第 1 の電流出力回路に相当する。また、コンデンサ C11 の両端子間には、トランジスタ T13 と T14 が並列に接続されている。これらトランジスタ T13 と T14 は、2 つ合わせて上記充電電流 I_a の 2 倍の大きさの放電電流 I_b を流す第 2 の電流出力回路に相当する。

【0027】

これら充放電電流 I_a 、 I_b の大きさは、以下に説明する電流制御回路 32 によって制御されるようになっている。すなわち、電源線 30 に対しエミッタ接地の接続形態を持つトランジスタ T15～T18 は、それぞれトランジスタ T19 とともにカレントミラー回路を構成しており、トランジスタ T19 と直列接続された定電流回路 33 の出力電流 I_0 に等しい電流を流すようになっている。トランジスタ T16～T18 の各コレクタは、それぞれダイオード接続されたトラン

ジスタ T20～T22 を介してノード Na に接続されており、トランジスタ T15 のコレクタは直接ノード Na に接続されている。トランジスタ T20～T22 は、逆方向電流を阻止するために設けられている。

【0028】

このノード Na と電源線 31 との間には、ベースとコレクタとが接続されたトランジスタ T23 とコンデンサ C12 とが並列に接続されており、そのトランジスタ T23 は、トランジスタ T24 とともにカレントミラー回路 34 を構成している。また、トランジスタ T24 と電源線 30 との間には、ベースとコレクタとが接続されたトランジスタ T25 が接続されており、このトランジスタ T25 は、トランジスタ T26 および上述したトランジスタ T12 とともにカレントミラー回路 35 を構成している。

【0029】

さらに、トランジスタ T26 と電源線 31 との間には、MOS トランジスタ T27 とトランジスタ T28 とが並列に接続されており、そのトランジスタ T28 は、上述したトランジスタ T13、T14 とともにカレントミラー回路 36 を構成している。MOS トランジスタ T27 のゲートには、波形制御信号に相当する送信データ TXD が与えられるようになっている。

【0030】

上述したトランジスタ T15～T18 のうちトランジスタ T15 の出力電流は、常にノード Na を通してトランジスタ T23 に流れるが、トランジスタ T16～T18 の出力電流は、オープンコレクタの出力形式を持つ 6 個のコンパレータ CP1～CP6 によってトランジスタ T23 への流入が制御されるようになっている。

【0031】

すなわち、コンパレータ CP1 と CP6 の出力端子、コンパレータ CP2 と CP5 の出力端子、コンパレータ CP3 と CP4 の出力端子は、それぞれトランジスタ T16、T17、T18 のコレクタに接続されており、各コンパレータ CP1～CP6 の出力トランジスタがオンすると、対応するトランジスタ T16～T18 の出力電流を流し込むようになっている。

【0032】

コンパレータCP1、CP2、CP3の非反転入力端子には、トランジスタT11のエミッタの電圧 $V_s (=V_c + VF)$ が与えられており、反転入力端子には、それぞれしきい値電圧生成回路37（第1のしきい値電圧生成回路に相当）からしきい値電圧が与えられるようになっている。そのしきい値電圧生成回路37は、電源線30と31との間に、トランジスタT29とダイオード接続されたトランジスタT30～T34とが直列接続された構成を有している。

【0033】

しきい値電圧は、それぞれトランジスタT32、T31、T30のコレクタの電圧であって、トランジスタT30～T34のベース・エミッタ間電圧（pn接合の順方向電圧）をVFとすれば、それぞれ $3 \cdot VF$ 、 $4 \cdot VF$ 、 $5 \cdot VF$ の電圧を有している。ただし、これらのしきい値電圧は、電圧 V_s と比較する場合のもので、電圧 V_c と比較する場合のしきい値 V_{r1} 、 V_{r2} 、 V_{r3} は、それぞれ $2 \cdot VF$ 、 $3 \cdot VF$ 、 $4 \cdot VF$ となる。

【0034】

トランジスタT11を設けたのは、コンパレータCP1～CP3の入力部が1段からなるPNP形トランジスタにより構成されており、内部のバイアス電流が入力端子から流れ出すのを防止する必要があるからである。従って、コンパレータCP1～CP6の入力部が2段構成であれば、トランジスタT11は不要となり、それとともにしきい値電圧生成回路37におけるトランジスタT34を削除すればよい。

【0035】

同様に、コンパレータCP4、CP5、CP6の反転入力端子には、電圧 V_s が与えられており、非反転入力端子には、それぞれしきい値電圧生成回路38（第2のしきい値電圧生成回路に相当）からしきい値電圧が与えられるようになっている。そのしきい値電圧生成回路38は、電源線30と31との間に、ダイオード接続されたトランジスタT35～T39とトランジスタT40とが直列接続された構成を有している。

【0036】

しきい値電圧 V_{r4} 、 V_{r5} 、 V_{r6} は、それぞれトランジスタ T_{38} 、 T_{37} 、 T_{36} のエミッタの電圧であって、 $(V_B - 4 \cdot V_F)$ 、 $(V_B - 3 \cdot V_F)$ 、 $(V_B - 2 \cdot V_F)$ の電圧を有している。

【0037】

上記トランジスタ T_{29} と T_{40} は、定電流回路として機能するものである。すなわち、電源線 30 と 31 との間にはトランジスタ T_{41} と定電流回路 39 とが直列に接続されており、そのトランジスタ T_{41} は、トランジスタ T_{42} および上記トランジスタ T_{29} とともにカレントミラー回路を構成している。トランジスタ T_{42} と電源線 31 との間にはトランジスタ T_{43} が接続されており、そのトランジスタ T_{43} は、上記トランジスタ T_{40} とともにカレントミラー回路を構成している。従って、トランジスタ $T_{29} \sim T_{40}$ には定電流回路 39 の出力電流に等しい電流が流れ、電源電圧 V_B が変化してもしきい値電圧が変動しないようになっている。

【0038】

図2は、ドライバ回路23の概略的な電氣的構成を示している。ドライバ回路23の電源線 40 と 41 との間には、電源電圧 V_B が与えられている。端子 42 と電源線 41 との間には、上述した台形波電圧生成回路22からコンデンサ C_{11} の端子間電圧 V_c が与えられるようになっており、端子 43 は、トランシーバ IC_{11} の端子16を介して LIN バスに接続されるようになっている。

【0039】

端子 42 は、MOSトランジスタ T_{44} のゲートに接続されている。MOSトランジスタ T_{44} のドレインは電源線 41 に接続されており、ソースは、定電流回路 44 を介して電源線 40 に接続されている。このMOSトランジスタ T_{44} のソースは、トランジスタ T_{45} のベースにも接続されている。そのトランジスタ T_{45} のコレクタは、図示極性のダイオード D_{11} を介して電源線 40 に接続されており、エミッタは、定電流回路 45 を介して電源線 41 に接続されている。トランジスタ T_{45} のエミッタは、さらにトランジスタ T_{46} のベースにも接続されている。そのトランジスタ T_{46} のエミッタは上記端子 43 とされており、抵抗 R_{11} と図示極性のダイオード D_{12} を介して電源線 40 に接続されてい

る。また、トランジスタT46のコレクタは電源線41に接続されている。

【0040】

次に、本実施形態の作用について図4ないし図9も参照しながら説明する。

トランシーバIC11がスリープモードにある場合、定電圧回路20から台形波電圧生成回路22、ドライバ回路23およびレシーバ回路25への電圧供給が停止するため、トランシーバIC11はデータの送受信をすることができない。そこで、以下においてはトランシーバIC11が通常動作モードにある場合について説明する。

【0041】

LINでは、ラジオノイズを低減するためにLINバスの信号は所定のスループレート ($1 \sim 3 \text{ V} / \mu \text{ s}$) を持つ台形波信号とされている。すなわち、送信データTXDがLレベル（第1のレベルに相当）である場合、トランジスタT27はオフとなり、トランジスタT13とT14は、2つ合わせてトランジスタT26、T28に流れる電流の2倍の放電電流 I_b を流す。これに対し、トランジスタT12は、トランジスタT26に流れる電流と等しい充電電流 I_a を流しており、結局のところコンデンサC11は $(I_b - I_a) = I_a = I_b / 2$ なる電流によって放電され、コンデンサC11の端子間電圧 V_c は $(I_b - I_a)$ の大きさに応じた傾きで減少する。

【0042】

送信データTXDがHレベル（第2のレベルに相当）になると、トランジスタT27はオンとなり、トランジスタT13とT14はオフとなる。これにより、コンデンサC11は充電電流 I_a によって充電され、コンデンサC11の端子間電圧 V_c は充電電流 I_a の大きさに応じた傾きで増加する。この電圧 V_c は、トランジスタT11を介して電圧 $V_s (= V_c + V_F)$ として検出され、コンパレータCP1～CP6に入力される。

【0043】

充電電流 I_a つまり電圧 V_c の変化率は、電流制御回路32により制御されている。図7は、電源電圧VBが8Vの下で、送信データTXDがLレベルからHレベルに変化したとき（時間0～6.3 $\mu \text{ s}$ ）およびHレベルからLレベルに変

化したとき(時間 $6.3 \sim 12.6 \mu s$)の電圧 V_c の変化波形を示している。電圧 V_c が $2 \cdot V_F$ より小さい期間は、コンパレータ $CP1 \sim CP3$ の出力トランジスタは全てオンしており、コンパレータ $CP4 \sim CP6$ の出力トランジスタは全てオフしている。この場合、トランジスタ $T16 \sim T18$ が出力する電流 I_0 は、それぞれコンパレータ $CP1 \sim CP3$ の出力トランジスタを介して流れるため、ノード Na からトランジスタ $T23$ に流れる電流すなわちトランジスタ $T12$ が流す充電電流 I_a は、トランジスタ $T15$ が流す電流 I_0 のみとなる。

【0044】

その後、電圧 V_c が上昇してしきい値電圧 $V_{r1} (= 2 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP1$ の出力トランジスタがオンからオフに転じ、充電電流 I_a はトランジスタ $T15$ と $T16$ が流す電流 $2 \cdot I_0$ に増加する。そして、電圧 V_c が上昇してしきい値電圧 $V_{r2} (= 3 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP2$ の出力トランジスタもオフとなり、充電電流 I_a はトランジスタ $T15 \sim T17$ が流す電流 $3 \cdot I_0$ になる。さらに、電圧 V_c が上昇してしきい値電圧 $V_{r3} (= 4 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP3$ の出力トランジスタもオフとなり、充電電流 I_a はトランジスタ $T15 \sim T18$ が流す電流 $4 \cdot I_0$ になる。

【0045】

電圧 V_c がさらに上昇してしきい値電圧 $V_{r4} (= V_B - 4 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP4$ の出力トランジスタがオフからオンに転じ、トランジスタ $T18$ の出力電流が当該コンパレータ $CP4$ の出力トランジスタを介して流れるようになる。このため、充電電流 I_a は、トランジスタ $T15 \sim T17$ が流す電流 $3 \cdot I_0$ に減少する。そして、電圧 V_c が上昇してしきい値電圧 $V_{r5} (= V_B - 3 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP5$ の出力トランジスタもオンとなり、充電電流 I_a はトランジスタ $T15$ と $T16$ が流す電流 $2 \cdot I_0$ になる。

【0046】

さらに、電圧 V_c が上昇してしきい値電圧 $V_{r2} (= V_B - 2 \cdot V_F)$ に達すると、コンパレータ $CP6$ の出力トランジスタもオンとなり、充電電流 I_a はトランジスタ $T15$ が流す電流 I_0 のみになる。この充電電流 I_a の制御は、送信データ TXD が H レベルから L レベルに変化したときの充放電電流 I_a 、 I_b の制

御についても同様となる。なお、ノード N_a と電源線 31 との間にコンデンサ C_{12} を接続すると、充放電電流 I_a 、 I_b の切り替わり時に一時的に発生する電流のずれ分を吸収することができる。

【0047】

送信データ TXD に応じて生成された台形波状の電圧 V_c は、ドライバ回路 23 に与えられ、この電圧 V_c と同じ波形を持つ信号が LIN バスに出力される。ドライバ回路 2 から出力される信号は、ダイオード D_{12} の存在によって ($V_B - V_F$) が上限電圧となり、トランジスタ T_{46} の存在によって V_F が下限電圧となる。従って、温度変化により順方向電圧 V_F が変動すると、その上下限電圧も変動する。

【0048】

しかし、本実施形態の場合、台形波電圧生成回路 22 のしきい値電圧生成回路 37、38 は、順方向電圧 V_F を基準としてしきい値電圧を生成している。このため、温度が変化しても、台形波電圧生成回路 22 で生成される電圧 V_c とドライバ回路 23 が出力する上下限電圧との間にずれが生じにくく、波形歪が発生しにくい効果が得られる。

【0049】

次に、しきい値電圧を上述した値に設定した理由について説明する。

ノイズは、 LIN バスに出力される台形波信号に含まれる高周波成分に起因して生じるため、送信データ TXD のレベルが変化した時の LIN バスへの出力信号の変化つまりコンデンサ C_{11} の端子間電圧 V_c の変化は、上記スルーレート ($1 \sim 3 \text{ V} / \mu\text{s}$) の規格を満たす範囲内において極力滑らかな変化とすることが好ましい。そのためには、所定の電源電圧 V_B の下において、電圧 V_c の上昇時と下降時の波形を正弦波に近づけることが有効である。

【0050】

離散的な制御によって正弦波電圧を生成する方法としては、一定の時間ごとにコンデンサ C_{11} への充放電電流 I_a 、 I_b を変えて電圧 V_c の傾きを制御する方法と、一定の電圧ごとにコンデンサ C_{11} への充放電電流 I_a 、 I_b を変えて電圧 V_c の傾きを制御する方法とが考えられる。図 4 (a) は、前者の方法によ

り生成した電圧を示しており、図4（b）は、後者の方法により生成した電圧を示している。横軸は規格化された時間を表しており、縦軸は規格化された電圧を表している。時間0から10までが台形波の立ち上がり部分を表し、時間10から20までが台形波の立ち下がり部分を表している。

【0051】

この図4から分かるように、正弦波はそのピーク値付近において変化率が小さくなるため、一定の電圧ごとの制御を採用すると電圧の増減開始部分および増減終了部分においてエッジ（傾きが急変する波形部分）が生じ易い。しかし、一定の時間ごとの制御を採用すると、タイマなどの計時手段とクロック発生手段とが必要となり、また、クロックノイズの発生が問題となる。そこで、所定の電圧ごとに充放電電流を変えて電圧 V_c の傾きを制御する方法を採用した場合であって、実用的に構成可能な範囲内において電圧 V_c を極力正弦波に近づけるための条件を検討する。

【0052】

図5、図6、図7は、電源電圧 V_B が8V、スルーレートが約 $2V/\mu s$ の条件の下で、立ち上がり時と立ち下がり時のしきい値電圧の数をそれぞれ2個、4個、6個とした場合の電圧 V_c のシミュレーション波形を示している。各図には、所定の電圧ごとの制御による電圧波形Aが実線で示されており、さらに理想的な正弦波形に対する電圧波形Aのずれを見るため、一定の時間ごとの制御による電圧波形Bが一点鎖線で示されている。電圧波形Bの上に時間等間隔にとられた各プロットには、電圧波形Aのずれの程度が分かるように $\pm 0.3V$ の電圧範囲が示されている。

【0053】

また、電圧 V_c が各しきい値電圧に達するごとに、コンデンサ C_{11} への充放電電流 I_a 、 I_b が一定の電流 I_0 だけ増減するように設定されている。このようにすると、同サイズのトランジスタ $T_{15} \sim T_{18}$ を用いることができ、電流精度を高められるという利点がある。図5ないし図7のしきい値電圧と傾きをまとめると以下のようなになる。上述したように、図1に示す構成は、図7に示すしきい値の設定に対応している。

【0054】

(1) しきい値電圧の数=2 (図5)

しきい値電圧= $3 \cdot VF$ 、 $VB - 3 \cdot VF$

充放電電流比=1:2:1

(2) しきい値電圧の数=4 (図6)

しきい値電圧= $2 \cdot VF$ 、 $4 \cdot VF$ 、 $VB - 4 \cdot VF$ 、 $VB - 2 \cdot VF$

充放電電流比=1:2:3:2:1

(3) しきい値電圧の数=6 (図7)

しきい値電圧= $2 \cdot VF$ 、 $3 \cdot VF$ 、 $4 \cdot VF$ 、

$VB - 4 \cdot VF$ 、 $VB - 3 \cdot VF$ 、 $VB - 2 \cdot VF$

充放電電流比=1:2:3:4:3:2:1

【0055】

図5ないし図7に示すしきい値電圧は、電源電圧 VB の中央電圧 ($VB/2$) に対して対称な電圧とされている。これにより、電圧 Vc および LIN バスの電圧が上記中央電圧に対し高電位側と低電位側とで対称波形となり、波形歪を低減することができる。

【0056】

これら図5ないし図7を比較検討した結果、電源電圧 VB が8Vの条件の下では、図7に示す電圧波形を採用することにより、従来の台形波形に比べて十分なノイズ低減効果が得られ、且つ従来構成と比較して回路構成の増加も実設計上許容される範囲内であるとの評価を得た。ただし、許容される発生ノイズ、トランシーバ IC11 のチップサイズやコスト、電源電圧範囲などによっては、しきい値電圧の数が6ではなく、2、4、8、…等の方が適切な場合もある。

【0057】

図8は、トランシーバ IC11 を用いて通信を行った場合の実測波形であって、送信データ TXD 、受信データ RXD 、 LIN バスの電圧、 LIN バスの電流の各波形を示している。また、図9は、ドライバ回路23の出力端で測定した AM 帯のノイズ特性を示している。これらの測定時の温度は室温、電源電圧 VB は18V、 LIN バスの負荷は510Ω、通信速度は20kbp sである。

【0058】

電源電圧VBが18Vと高いため、図8に示すように送信データTXDのレベル変化時においてバス電圧は正弦波にはなっていないが、0V付近または電源電圧VB付近での増減開始部分および増減終了部分の傾きが非常に滑らかになっており、エッジが除去されていることが分かる。また、バス電圧の立ち上がりと立ち下りがほぼ対称波形となっている。さらに、図9に示すように、AM帯のノイズは、従来のものに対し5dBm～10dBmの低減効果があった。

【0059】

以上説明したように、本実施形態のトランシーバIC11の台形波電圧生成回路22は、複数のしきい値電圧を設定するしきい値電圧生成回路37、38を備え、コンデンサC11の端子間電圧Vcとそのしきい値電圧との比較に基づいて、電圧Vcが下限電圧VFまたは上限電圧(VB-VF)に近いほど充放電電流Ia、Ibが小さくなるように制御する。

【0060】

この制御によれば、送信データTXDのレベルが変化した場合、電圧Vcの増減開始時点における電圧変化率は徐々に大きくなり、その後増減終了時点における電圧変化率は徐々に小さくなる。その結果、ドライバ回路23によって出力されるLINバスの電圧の変化率が急激に変化することがなくなり、LINバスの電圧およびLINバスの電流に含まれている高調波成分が低減してラジオノイズが減少する。

【0061】

しきい値電圧は、VB/2に対して対称な電圧とされているので、波形歪を極力低減することができる。また、バス電圧の立ち上がりと立ち下りが対称波形となるので、波形の対称性が必要となる非同期式シリアル通信にとって好適となる。そして、VB/2よりも低いしきい値電圧は0Vを基準として生成され、VB/2よりも高いしきい値電圧は電源電圧VBを基準として生成されているので、電源電圧VBが変動しても常に滑らかな変化波形を持つ電圧Vcが得られる。さらに、しきい値電圧は、順方向電圧VFを基準にして生成されているので、温度が変化しても波形歪が発生しにくい特徴を有している。

【0062】

充放電電流 I_a 、 I_b は、トランジスタ T15 ないし T18 の出力電流を加算した電流となる。これらトランジスタ T15 ないし T18 は、同じサイズを持ち、同じ電流 I_0 を出力するので、製造プロセスによるばらつきが生じにくく、高い電流精度を得やすい。

【0063】

なお、本発明は上記し且つ図面に示す実施形態に限定されるものではなく、例えば以下のように変形または拡張が可能である。

台形波電圧生成回路 22 に用いられているトランジスタの殆どはバイポーラトランジスタであるが、FET により構成しても良い。

通信プロトコルは、LIN に限らず CAN やその他のプロトコルであっても良い。また、車両用ネットワーク以外のネットワークにおける非同期式シリアル通信にも適用できる。

また、台形波電圧生成回路 22 は、非同期式シリアル通信の送信装置以外にも適用できる。その場合、しきい値電圧は、必ずしも $V_B/2$ に対して対称な電圧とする必要はなく、また、順方向電圧 V_F 以外の電圧を基準として生成してもよい。さらに、トランジスタ T15 ~ T18 の出力電流を互いに異なる電流値としてもよい。

【図面の簡単な説明】

- 【図 1】** 本発明の一実施形態を示す台形波電圧生成回路の電氣的構成図
- 【図 2】** ドライバ回路の電氣的構成図
- 【図 3】** トランシーバ IC のブロック構成図
- 【図 4】** (a) は一定時間ごとに充放電電流を変えた場合の電圧波形を示す図、(b) は一定電圧ごとに充放電電流を変えた場合の電圧波形を示す図
- 【図 5】** しきい値電圧の数が 2 個の場合の電圧波形を示す図
- 【図 6】** しきい値電圧の数が 4 個の場合の電圧波形を示す図
- 【図 7】** しきい値電圧の数が 6 個の場合の電圧波形を示す図
- 【図 8】** 通信中の実測波形を示す図
- 【図 9】** AM 帯のノイズ特性を示す図

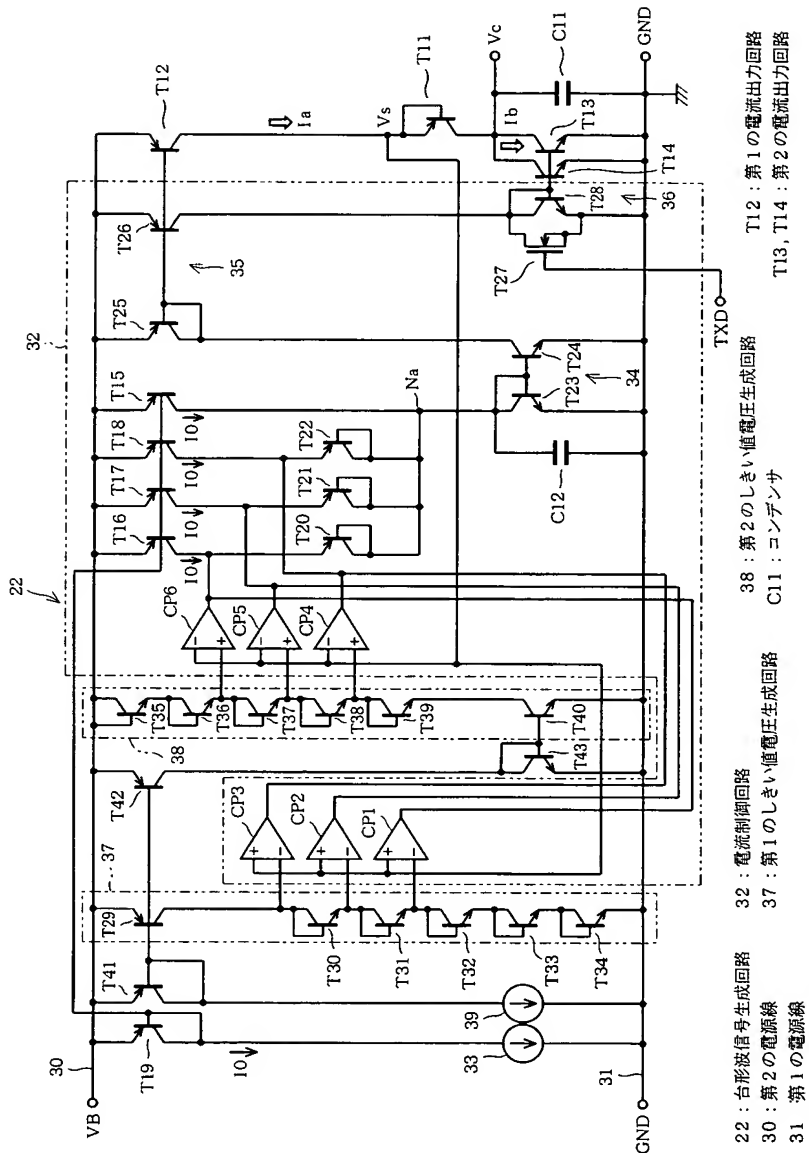
【図 1 0】 従来技術を示す図 1 相当図

【符号の説明】

2 2 は台形波電圧生成回路（台形波信号生成回路）、2 3 はドライバ回路、3 0 は電源線（第 2 の電源線）、3 1 は電源線（第 1 の電源線）、3 2 は電流制御回路、3 7 はしきい値電圧生成回路（第 1 のしきい値電圧生成回路）、3 8 はしきい値電圧生成回路（第 2 のしきい値電圧生成回路）、C 1 1 はコンデンサ、T 1 2 はトランジスタ（第 1 の電流出力回路）、T 1 3、T 1 4 はトランジスタ（第 2 の電流出力回路）である。

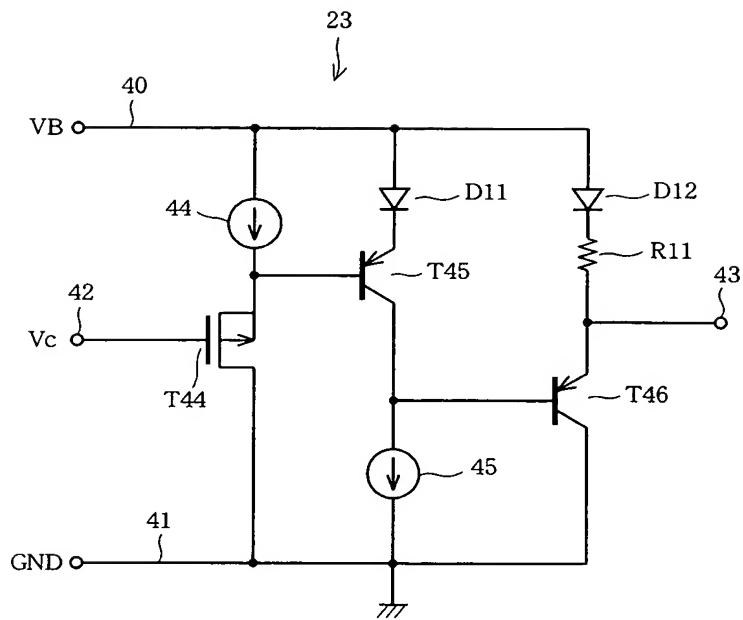
【書類名】 図面

【図1】

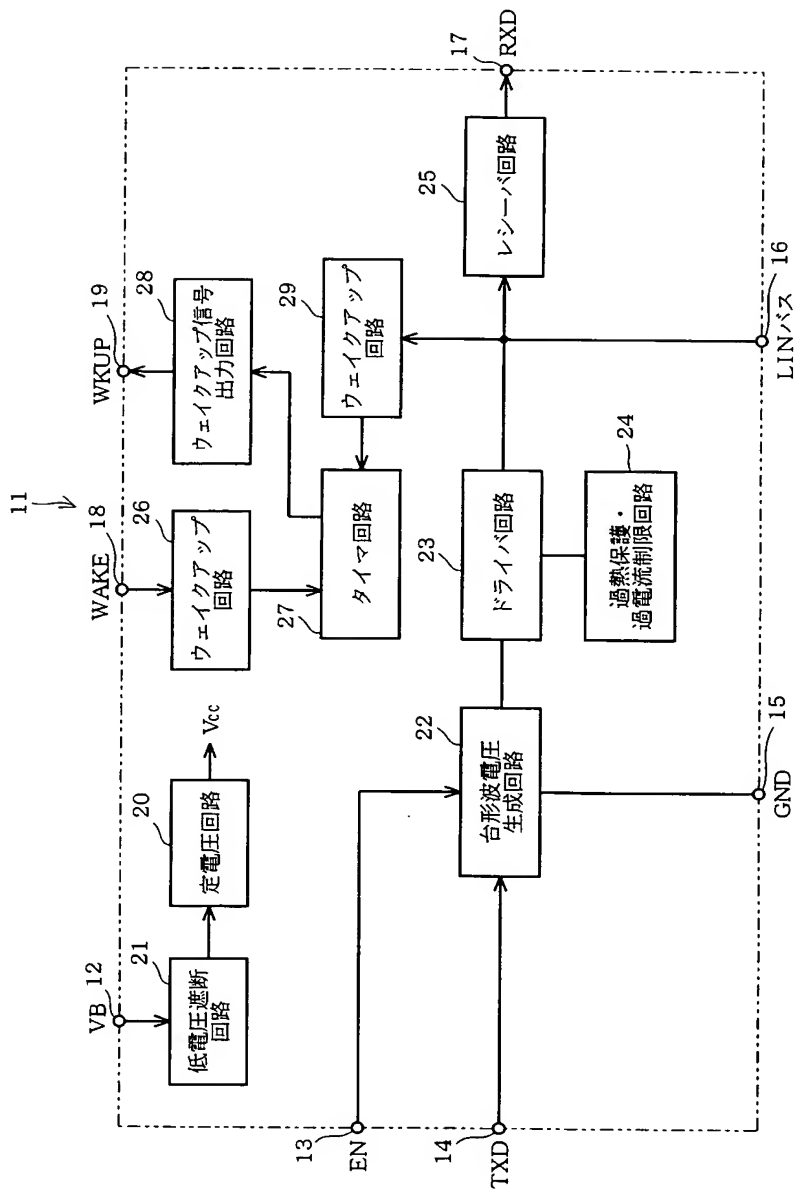


22 : 台形波信号生成回路
 30 : 第2の電源線
 31 : 第1の電源線
 32 : 電流制御回路
 37 : 第1のしきい値電圧生成回路
 38 : 第2のしきい値電圧生成回路
 C11 : コンデンサ
 T12 : 第1の電流出力回路
 T13, T14 : 第2の電流出力回路

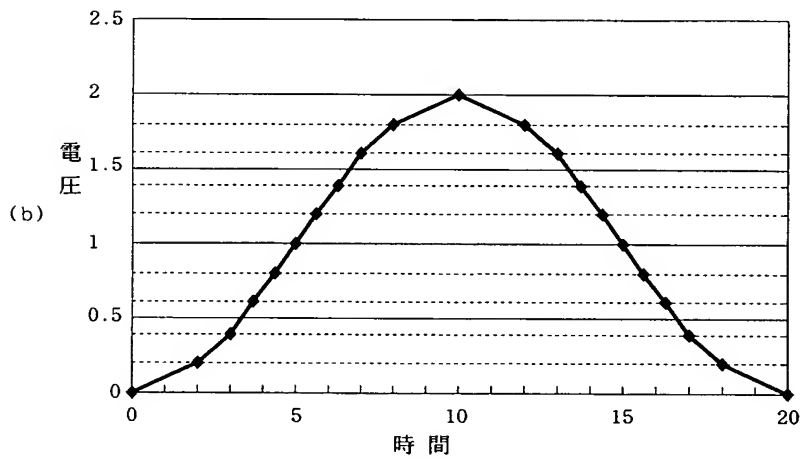
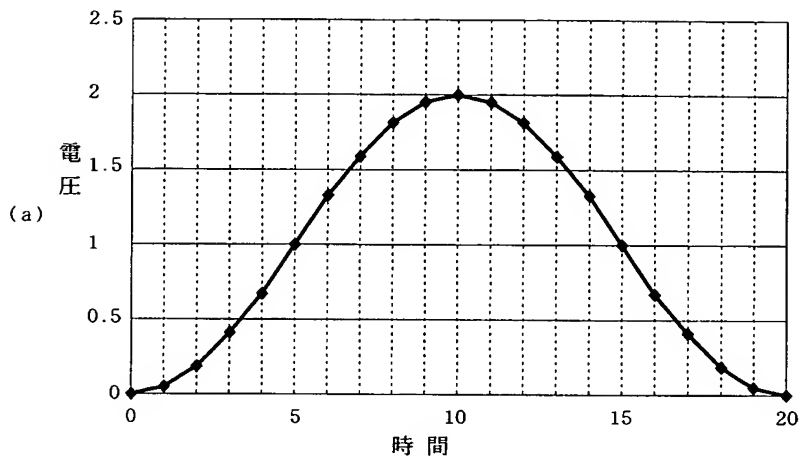
【図 2】



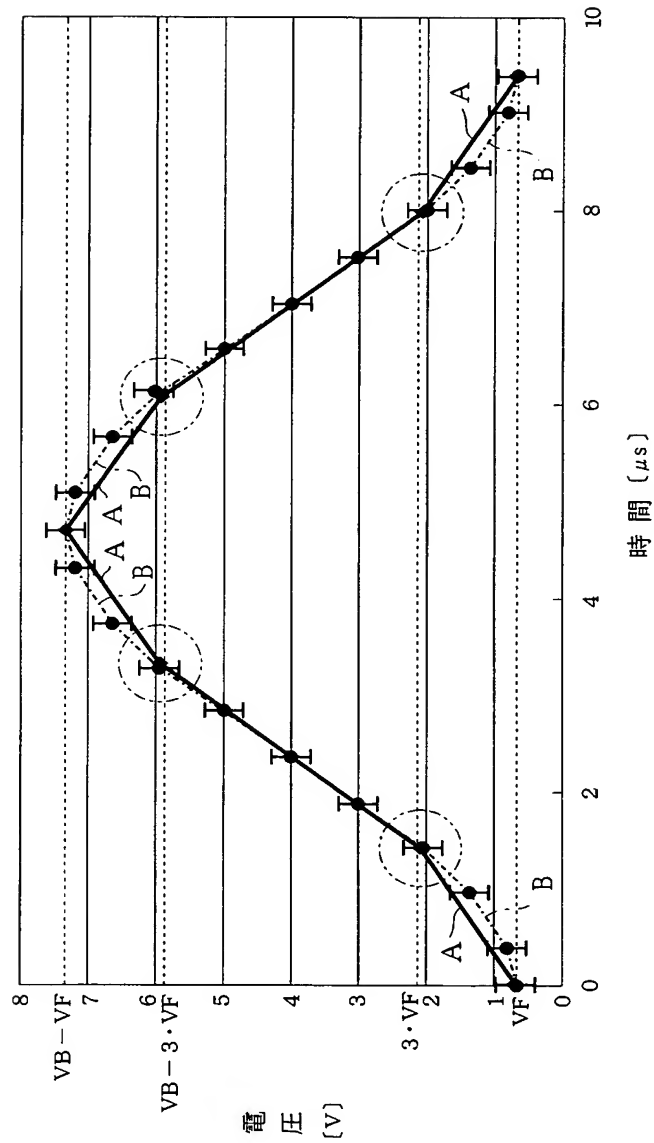
【図3】



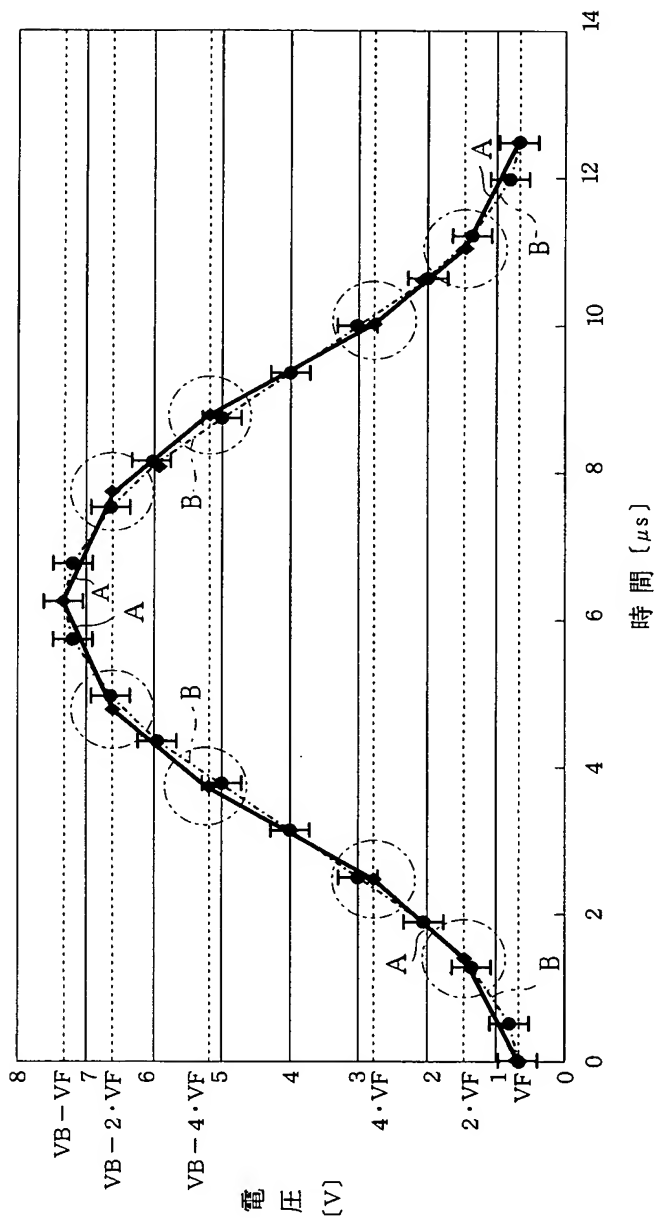
【図4】



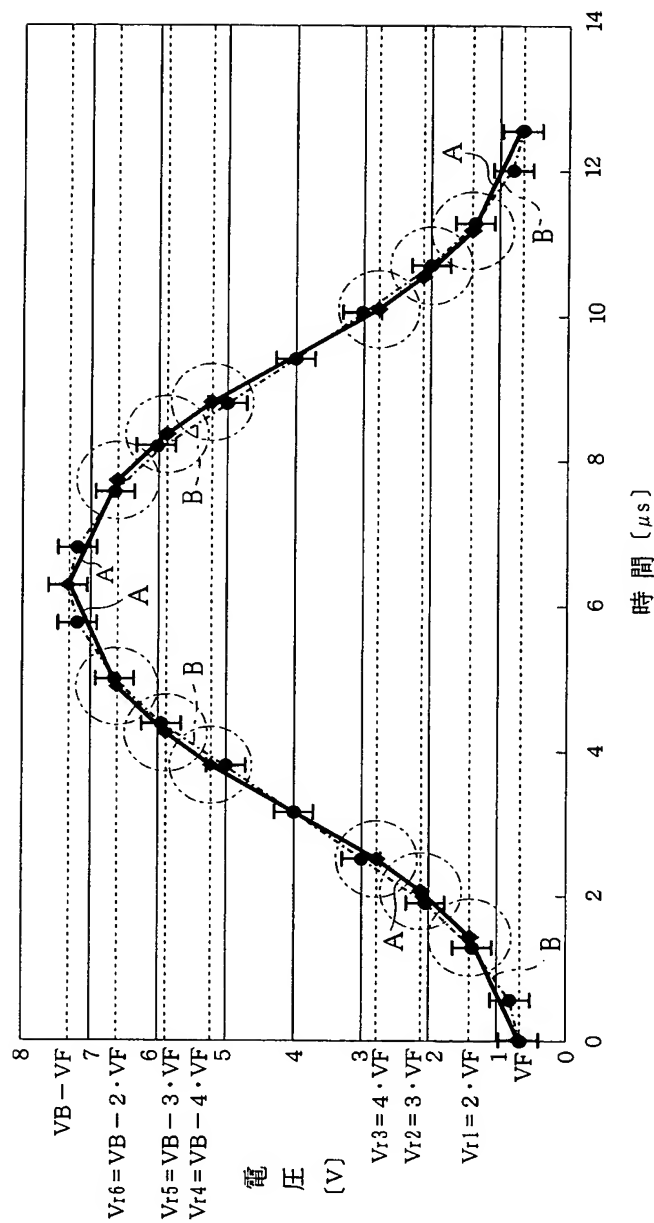
【図5】



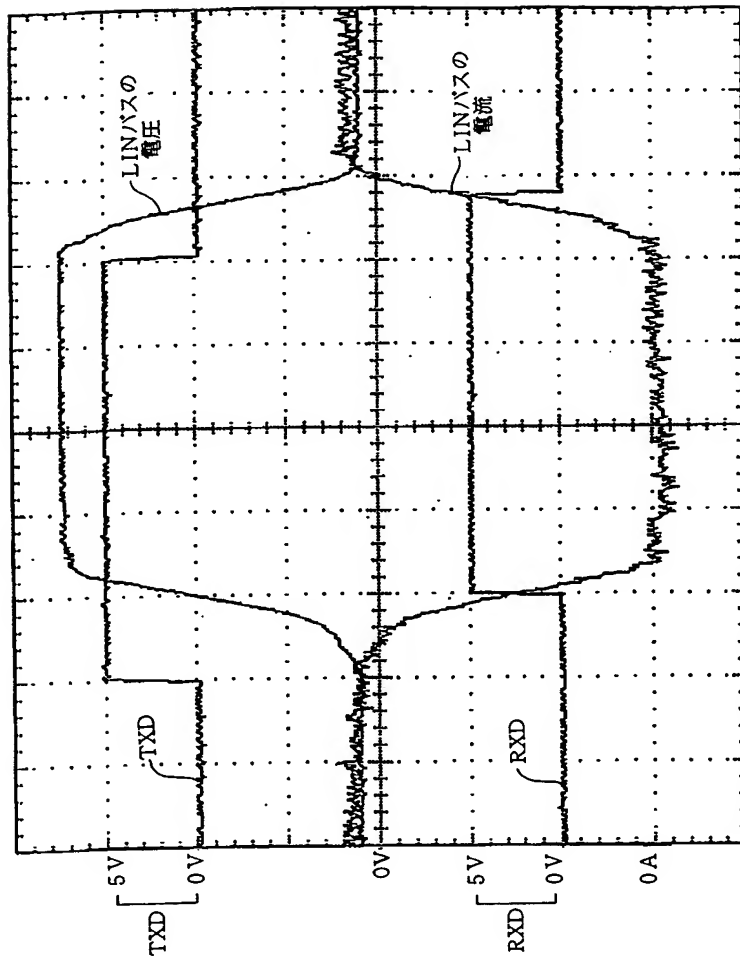
【図6】



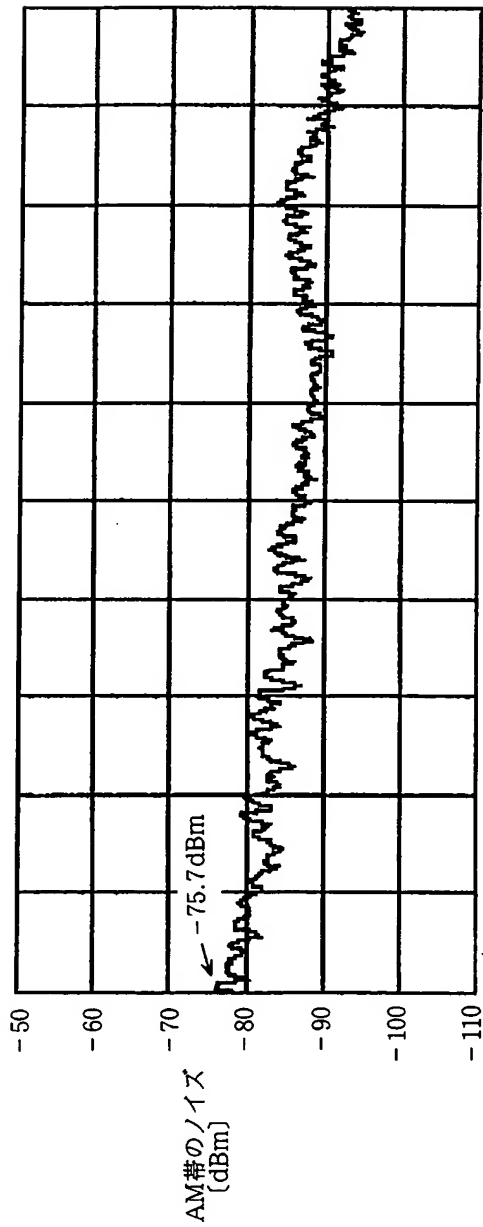
【図7】



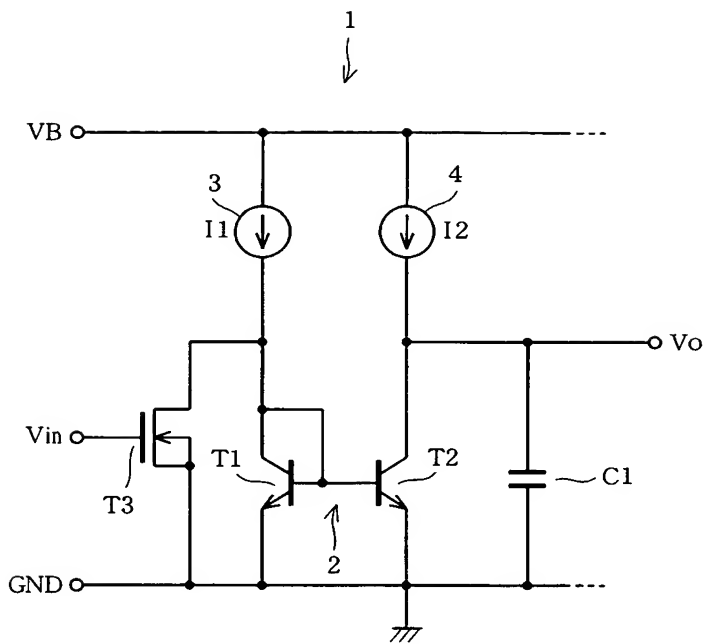
【図8】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 波形に含まれる高調波成分を低減する。

【解決手段】 しきい値電圧生成回路 37、38 は、それぞれ 0 V、電源電圧 V_B を基準として順方向電圧 V_F の整数倍のしきい値電圧を生成する。コンパレータ CP1～CP6 は、(コンデンサ C11 の端子間電圧 $V_c + V_F$) としきい値電圧との比較結果に基づいてトランジスタ T16～T18 の出力電流を制御して、電圧 V_c が下限電圧 V_F または上限電圧 ($V_B - V_F$) に近いほど充放電電流 I_a 、 I_b が小さくなるように制御する。しきい値電圧は、電源電圧 V_B が 8 V の下で、送信データ TXD のレベル変化時における電圧 V_c が正弦波に近づくように設定されている。

【選択図】 図 1

特願 2003-080312

出願人履歴情報

識別番号

[000004260]

1. 変更年月日

1996年10月 8日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

氏 名

株式会社デンソー